

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-185428

(43)Date of publication of application : 28.06.2002

(51)Int.CI.

H04J 11/00

H04L 7/00

(21)Application number : 2001-300974

(71)Applicant : SYMBOL TECHNOLOGIES INC

(22)Date of filing : 28.09.2001

(72)Inventor : WARD ROBERT

(30)Priority

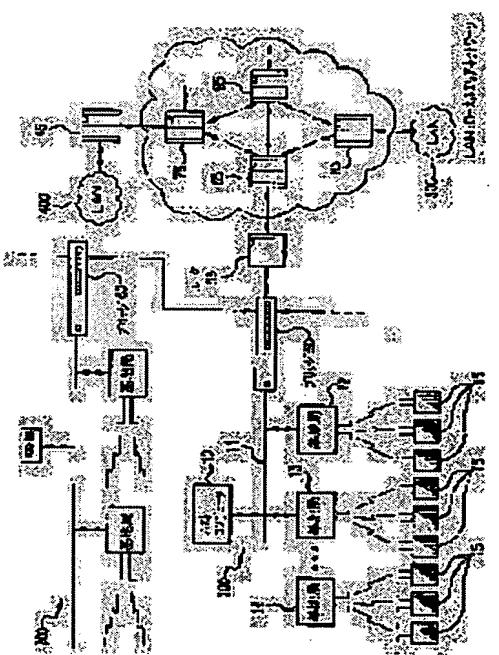
Priority number : 2000 675955 Priority date : 29.09.2000 Priority country : US

(54) TIMING SYNCHRONIZATION OF ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX(OFDM) COMMUNICATION RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To achieve high speed timing synchronization in the orthogonal frequency division multiplex(OFDM) receiver in OFDM communication system.

SOLUTION: The orthogonal frequency division multiplex(OFDM) receiver is synchronized with a receiving signal during one short code of the preamble of an OFDM signal using a timing synchronization circuit for deriving the timing information from a timing component generated by a constellation processing circuit which generates the timing component from a frequency region component obtained by Fourier transforming the OFDM signal.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

BEST AVAILABLE COPY

[Date of requesting appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-185428

(P2002-185428A)

(43)公開日 平成14年6月28日 (2002.6.28)

(51)Int.Cl.⁷
H 04 J 11/00
H 04 L 7/00

識別記号

F I
H 04 J 11/00
H 04 L 7/00

テマコト⁸ (参考)
Z 5 K 0 2 2
F 5 K 0 4 7

審査請求 未請求 請求項の数13 O.L (全 13 頁)

(21)出願番号 特願2001-300974(P2001-300974)
(22)出願日 平成13年9月28日 (2001.9.28)
(31)優先権主張番号 09/675955
(32)優先日 平成12年9月29日 (2000.9.29)
(33)優先権主張国 米国 (U.S.)

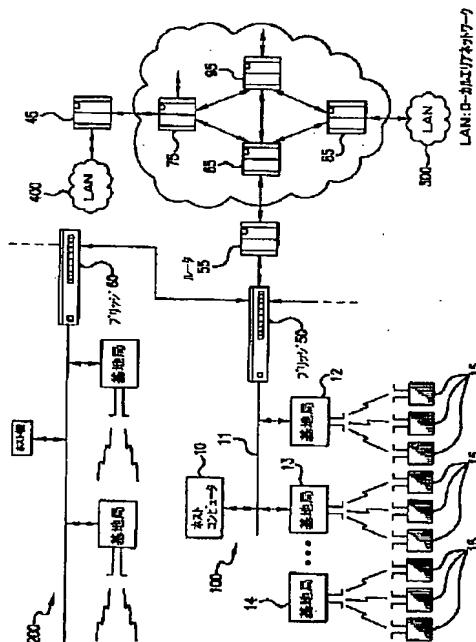
(71)出願人 501143899
シンボル テクノロジーズ インコーポレ
イテッド
アメリカ合衆国 ニューヨーク州 11742
ホウルツビル ワン シンボル ブラザ
メイル ストップ エイ-6
(72)発明者 ロバート ワード
アメリカ合衆国 カリフォルニア州
92064 パウェイ ミラーズ ランチ レ
ーン 13863
(74)代理人 100059959
弁理士 中村 稔 (外9名)
Fターム(参考) 5K022 DD01 DD33 DD42
5K047 BB01 CC01 GG34 LL06 MM13

(54)【発明の名称】 直交周波数分割多重化 (OFDM) 通信受信器のタイミング同期

(57)【要約】

【課題】 本発明に従う装置及び方法は、一般的には直交周波数分割多重化 (OFDM) 通信システムに関するものであり、より詳細には、OFDM受信器におけるより高速のタイミング同期の達成に関する。

【解決手段】 直交周波数分割多重化 (OFDM) 受信器は、OFDM信号にフーリエ変換を行うことにより得られる周波数領域成分からタイミング成分を発生するコンステレーション処理回路により生み出されるタイミング成分からタイミング情報を引き出すタイミング同期回路を使用して、OFDM信号のプリアンブルの短符号のうちの1つの間に受信信号と同期される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 短い及び長い継続時間の符号を備えるプリアンブルを有する受信直交周波数分割多重化(O F D M)信号に受信器を同期させる方法であって、
 a) フーリエ変換により前記受信O F D M信号を周波数領域成分に変換する段階と、
 b) 前記周波数領域成分をタイミング成分に処理する段階と、
 c) 前記タイミング成分からタイミング情報を引き出す段階と、
 d) 前記受信器を同期させるために前記タイミング情報を前記受信O F D M信号に適用する段階と、を含み、
 e) 前記段階の全ては、前記短符号のうちの1つの間に実行される、ことを特徴とする方法。

【請求項2】 緩衝処理された信号を得るために、前記短符号の別の1つの間に、前記受信O F D M信号を緩衝処理する段階を更に含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】 前記短符号の更に別の1つの間に、前記受信O F D M信号の利得を自動的に制御する段階を更に含むことを特徴とする請求項2に記載の方法。

【請求項4】 前記短符号のうちの3つの間に、前記受信器のためのアンテナを選択する段階を更に含むことを特徴とする請求項3に記載の方法。

【請求項5】 前記適用段階は、前記タイミング情報を前記緩衝処理された信号に適用することにより実行されることを特徴とする請求項2に記載の方法。

【請求項6】 前記引き出す段階は、前記タイミング成分から分数タイミング情報を発生させることにより実行され、前記適用段階は、前記分数タイミング情報を前記周波数領域成分に適用することにより実行されることを特徴とする請求項5に記載の方法。

【請求項7】 短い及び長い継続時間の符号を備えるプリアンブルを有する直交周波数分割多重化(O F D M)信号を受信する二重アンテナ受信器におけるアンテナ選択方法であって、

a) フーリエ変換によって第1のアンテナにより受信したO F D M信号を周波数領域成分に変換する段階と、
 b) 前記周波数領域成分をタイミング成分に処理する段階と、
 c) 前記タイミング成分からタイミング情報を引き出す段階と、
 d) 前記受信器を同期させるために前記タイミング情報を前記受信O F D M信号に適用する段階と、

e) 前記短符号のうちの1つの間に、前記同期した受信器の前記第1のアンテナにより受信した前記O F D M信号の信号対雑音比(S N R)を分析する段階と、

f) 前記短符号のうちの別の1つの間に、第2のアンテナに対して、段階a)から段階e)までを反復する段階と、

g) 前記短符号のうちの別の1つの間に、より高いS N Rを有するアンテナを選択する段階と、を含むことを特徴とする方法。

【請求項8】 より高いS N Rを備える前記アンテナの前記選択段階は、前記短符号のうちの6つを超えない間に実行されることを特徴とする請求項7に記載の方法。

【請求項9】 短い及び長い継続時間の符号を備えるプリアンブルを有する直交周波数分割多重化(O F D M)受信信号に受信器を同期させる装置であって、

10 a) 前記受信O F D M信号を周波数領域成分に変換するフーリエ変換(F T)回路と、

b) 前記周波数領域成分をタイミング成分に処理する、前記F T回路に接続されたコンステレーション処理(C P)回路と、

c) 前記タイミング成分からタイミング情報を引き出し、前記短符号のうちの1つの間に前記受信器を同期させるために前記タイミング情報を前記受信O F D M信号に適用するよう演算可能で、前記C P回路に接続されたタイミング同期回路と、を含むことを特徴とする装置。

20 【請求項10】 前記短符号のうちの別の1つの間に前記受信O F D M信号の前記利得を制御する自動利得制御回路を更に含むことを特徴とする請求項9に記載の装置。

【請求項11】 前記利得制御回路に接続され、前記受信O F D M信号を緩衝処理するバッファ回路を更に含むことを特徴とする請求項10に記載の装置。

30 【請求項12】 前記タイミング同期回路は、前記タイミング情報を前記バッファ回路に通すために前記バッファ回路に接続されることを特徴とする請求項11に記載の装置。

【請求項13】 前記タイミング同期回路は、分数タイミング情報を発生し、それを前記F T回路と前記C P回路との間に接続された乗算器に通すように演算可能であることを特徴とする請求項12に記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】 本発明に従う装置及び方法は、一般的には直交周波数分割多重化(O F D M)通信システムに関するものであり、より詳細には、O F D M受信器におけるより高速のタイミング同期の達成に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】 A. 無線ネットワーク

無線ローカルエリアネットワーク(L A N)は、通常、赤外線(I R)又はラジオ周波数(R F)通信チャネルを使用して、携帯又は移動コンピュータ端末と静止アクセスポイント又は基地局との間で通信する。これらのアクセスポイントは、次に、アクセスポイントのグループと互いに接続して任意選択的に1つ又はそれ以上のホス

トコンピュータシステムを含むLANを形成するネットワーク・インフラストラクチャーに、有線又は無線通信チャネルにより接続される。

【0003】無線IR及びRFプロトコルは既知であり、ホストコンピュータとの様々な種類の通信機能を有するそのような携帯移動端末の論理的相互接続をサポートする。論理的相互接続は、アクセスポイントから所定の範囲内に配置される時、少なくとも数台の端末が少なくとも2カ所のアクセスポイントと通信する能力を有するインフラストラクチャーに基づいており、各端末は、通常、そのようなアクセスポイントのただ1カ所に附随し、それと通信する。ネットワーク全体の空間的配置、応答時間、及び、負荷要求に基づき、最も効率的に通信を調整するために、異なるネットワーク体系及び通信プロトコルが設計されてきた。

【0004】そのようなプロトコルの1つは、それぞれ本出願の出願人に譲渡され、本明細書において参考文献として援用されている、米国特許第5,025,183号、第5,142,550号、第5,280,498号、及び、第5,668,803号において説明されている。更に別のプロトコルは、米国ニュージャージー州ピスキャッタウェー所在のIEEE(米国電気電子工学会)・スタンダーズ・デパートメントから入手可能な「無線LAN媒体アクセス制御(MAC)及び物理層(PHY)の仕様(Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications)」という名称のIEEE規格802.11(以後、「IEEE802.11規格」と呼ぶ)に示されている。

【0005】IEEEプロジェクト802は、LANのネットワークアーキテクチャに関する。IEEE802.11規格は、無線LANに関しており、特に、MAC及びPHY層を明記している。これらの層は、OSIのISO基礎参考モデルの2つの最下層、すなわち、データリンク層及び物理層と密接に対応することを意図している。IEEE802.11規格によって、1メガビット毎秒、2メガビット毎秒、及び、それ以上のデータ転送速度でのIR又はRFのいずれかの通信、搬送波検知多重アクセス/衝突回避(CSMA/CA)に類似する媒体アクセス手法、バッテリ作動移動基地の電力節約モード、全セルラー通信網内の円滑な移動、高処理能力作動、「デッドスポット」をなくすように設計された多様なアンテナシステム、及び、既存のネットワーク・インフラストラクチャーへの容易なインターフェースが可能になる。ヨーロッパでは、欧州電気通信標準化機構(ETSI)が次世代高速無線システムであるHIPERLAN(ヨーロッパ高性能無線LAN)を取り組んできた。5ギガヘルツ及び17ギガヘルツのHIPERLAN用周波数スペクトルが、20メガビット毎秒のデータ

転送速度により、欧州郵便電気通信行政会議(CEPT)によって割り当てられた。

【0006】B. スペクトル拡散変調技術

現在の商用無線LANの実装には、免許を必要とせずに使用できるように連邦通信委員会(FCC)によって割り当てられた、産業、科学、及び、医療用(ISM)帯域である2.4から2.4835ギガヘルツのスペクトル拡散帯域で作動する無線を利用する。現在のシステムは、スペクトル拡散変調の2つの基本タイプ、すなわち、直接シーケンス及び周波数ホッピングの一方を使用する。以下の説明においては、IEEE802.11規格によって明記された特定の変調パラメータを使用して異なる変調技術を解説するものとする。

【0007】直接シーケンススペクトル拡散(DSSS)システムにおいて、データ信号の各バイナリ・データビットは、同時に11個の離散周波数チャネルの各々に亘って拡散され、すなわち、11ビット疑似ランダム雑音(PN)コードとなる。各ユーザのデータは、異なるPNコードを使用して符号化されるので、異なるユーザの信号は互いに直交する。従って、他のユーザの信号は、単に雑音として解釈される。IEEE802.11規格は、DSSSシステムにおいて2つの変調形式及びデータ転送速度、すなわち、1メガビット毎秒で作動する微分二相変位変調(DBPSK)を使用する基本アクセス速度、及び、2メガビット毎秒で作動する微分四相変位変調(DQPSK)を使用する強化アクセス速度を与える。

【0008】周波数ホッピングスペクトル拡散(FHSS)システムにおいては、データ信号中の各バイナリ・データビットは、周波数帯域の異なる部分において、別個の「チップ」から成るグループに付随するか、又は、離散的信号周波数出力に付随し、少なくとも6ギガヘルツ(北米/ヨーロッパにおいて)の最小ホップを伴う。このチッピングパターン又はホッピングシーケンスは、帯域全体に亘り均一に分散された、IEEE802.11規格で示される疑似ランダムシーケンスである。各アクセスポイントは、重なり合うことのない79個の周波数に亘って、100ミリ秒ごとに1ホップの割合で独自のホッピングパターンを実行する。北米/ヨーロッパでの作動の場合、IEEE802.11規格で明記されたホッピングパターンが3セットあり、各セットが26シーケンスを包含する。これらのセットは、干渉の可能性が最小化するように選択される。FHSSシステムで使用されるRF変調技術は、2レベル又は4レベルのガウスフィルタ周波数変位変調(GFSK)である。周波数ホッピングスペクトル拡散システムは、容量を増加し、干渉を低減することができるので、現在ほとんどの用途において、ユーザの大多数から直接シーケンスよりも好まれている。

【0009】IEEE802.11規格FHSSシステ

ムは、効果的な生データ転送速度1メガビット毎秒、又は、2メガビット毎秒でチャネルに亘ってホップする。現在の商用システムは、通常、25、000から70、000平方フィートの区域を10デシベルの処理利得でカバーすることができる。このようなシステムで使用される比較的低電力の出力は、規制当局が定めた制限の結果である。現在適用される電力出力基準は、国によって異なるが、電力出力を100ミリワット、230ミリワット、又は、500ミリワットのいずれかに制限している。

【0010】現在のスペクトル拡散システムにおいては、ユーザに異なる拡散キーを割り当てるによつて、ユーザを多重化することができる。そのようなシステムは、コード分割多重アクセス(CDMA)システムと呼ばれる。殆どの無線LANは、同じ無線LANに属するユーザが同じ拡散キーを利用するので、CDMAシステムではない。その代わりに、上記の通り、IEEE802.11規格で示されたMACは、イーサネット(登録商標)におけるのとほぼ同じ搬送波検知多重アクセス(CSMA)プロトコルを使用して、ユーザのチャネルへのアクセスの時間的な多重化をもたらす。

【0011】CDMA変調技術は、多数のシステムユーザが存在する通信を容易にするいくつかの技術の1つである。デジタルセルラースペクトル拡散通信システムにおけるCDMAの使用は、1993年に基準IS-95として電気通信工業協会(Telecommunication Industry Association)によって採用された。時間分割多重アクセス(TDMA)、周波数分割多重アクセス(FDMA)、及び、振幅圧伸単側波帯(ACSSB)などのAM変調方式などの他の多重アクセス通信システム技術が、当業界において既知である。多重アクセス通信システムにおけるCDMA技術の使用は、米国特許第4,901,307号で開示されている。

【0012】C. OFDM通信システム

IEEE802.11a規格はまた、米国内で免許不要の装置に対して開かれている5ギガヘルツ帯域で作動するPHY層を明記している。IEEE802.11a規格は、直交周波数分割多重化(OFDM)に基づいてデータを変調する。デジタルデータは、多数の隣接する搬送波間で分割され、比較的小さな量のデータが各搬送波に乗って運ばれる。隣接する搬送波は、数学的に直交している。それらの側波帯は、重なることがあるが、信号は、隣接搬送波の干渉を受けることなく受信することができる。OFDM変調が主にもたらすものは、室内や移動環境で直面する多重エコーに対するその強さである。各OFDM符号は、52個の非ゼロ副搬送波から成り、そのうち48個は、データ副搬送波であり、残る4つは、キャリアパイロット副搬送波である。PHY仕様は、隣接チャネルとの間に20メガヘルツの間隔を有す

る、6メガビット毎秒から54メガビット毎秒までのデータ転送速度を含む。全ての実装には、6、12、及び、24メガビット毎秒をサポートすることが必要である。任意選択的拡張は、9、18、36、48、及び、54メガビット毎秒に対して行われる。データ転送速度の範囲は、屋内及び戸外環境の広範な無線チャネル特性に適応するように設けられている。MACプロトコルの多重転送速度機構は、全ての装置が現チャネルにおける最良のデータ転送速度で互いに通信することを確実にする。

【0013】従来の单一搬送波デジタル通信システムにおいては、データ符号は、何らかの変調方式を使用して連続的に伝送され、各符号のスペクトルは、チャネルの全帯域を占有することが可能である。多重搬送波変調方式においては、データ符号は、周波数分割多重化(FDM)の何らかの形を使用してチャネル帯域幅を共有する多重副搬送波上で並列に伝送される。1つの搬送波上の変調方式は、他の副搬送波上で使用される変調方式とは独立に選択されてもよい。従つて、高信号対雑音比(SNR)を有するチャネルの周波数セグメントにおける副搬送波は、高転送速度変調を使用してもよく、他方、劣化したSNRの場合には、低転送速度変調か、又は、変調されていないものを使用する。チャネルのスペクトル形状次第で副搬送波を別々に適応負荷するシステムは、非対称デジタル加入者ライン(ADSL)などの有線用途では普通であり、この技術は、一般に離散的多重音声又はDMTと呼ばれる。DMTシステムは、従来技術において広く研究され、報告してきた。

【0014】OFDMにおいて、副搬送波のスペクトルは重なり、それらの間隔は、各副搬送波が他の全ての副搬送波に対して直交するように選択される。副搬送波の直交性を得る通常の方法は、それらの周波数間隔を副搬送波の符号の継続時間の逆数に等しくなるように選択することである。OFDM信号のベースバンド処理は、次に、並列データブロックを変調及び復調する逆高速フーリエ変換(IFFT)及び高速フーリエ変換(FFT)として各々実装された離散フーリエ変換を使用して、都合良く達成される。1つの変換の間に生成された副搬送波のセットは、OFDM符号を形成する。副搬送波は、IFFTによって生成された時間サンプルのチャネルに亘って直列伝送により運ばれる。すなわち、OFDM符号の継続時間は、副搬送波符号のそれと同じであるが、変換の時間ウインドウと等しい。

【0015】OFDMシステムのローカル発振器誤差を補償する様々な手法は、従来技術で説明されている。例えば、米国特許第5,838,734号は、受信したOFDM信号の位相誤差が分析されて補正位相値が導かれる受信器を説明している。特に、米国特許第5,838,734号は、もともと送信器で符号化された各搬送波のI及びQ値に対する出力を有するFFTを開示して

いる。これらは、これらが表す横軸振幅変調（QAM）位相図からの各ベクトルに対するマグニチュードZを導く変換器へと進む。これらのI及びQ値はまた、QAM位相図の各ベクトルに対する角度を導き、これを位相誤差解析器のほか位相誤差補償器に供給する変換器へと進む。位相誤差解析器は、ローカル発振器に起因する位相雑音を除去し、次に、位相角度は、補正された出力をもたらすために位相誤差補償器において補正される。

【0016】OFDM信号は、信号符号及び可変数のデータ符号がその後に続くプリアンブルを含む。プリアンブルには、10個のいわゆる「短い」符号（例えば、各継続時間 $t = 0.8$ マイクロ秒）が含まれ、それに1つのいわゆる「中間」符号（例えば、継続時間 $t = 1.6$ マイクロ秒）が続き、2つのいわゆる「長い」符号（例えば、各継続時間 $t = 3.2$ マイクロ秒）が続く。OFDM信号が受信されると、プリアンブル内の符号が受信される間に様々な機能が実行される。これらの機能の1つは、タイミング同期であり、本発明が関連する主要な機能である。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】従来技術においては、ピークを得るために2つの短い符号が相関され、そのピークの発生時間が基準時間と比較されて、それにより、タイミング情報が確立された。しかし、タイミング情報を得るために2つの短い符号を使用するのは、適用例によつては時間がかかりすぎる。例えば、いくつかのOFDM受信器は、2つのアンテナを有し、OFDM信号の受信に関して1つを選択することが必要となる。通常、第1のアンテナに対して、1つの短い符号が自動利得制御に使用され、別の短い符号が緩衝用に使用され、更に2つの短い符号がタイミング用に使用される。符号の同様な使用が第2のアンテナに対しても必要であり、更に別の短い符号がアンテナ間の選択に必要である。プリアンブルには短符号が殆ど残されておらず、従つて、上記の機能のいずれかを反復する時間は殆ど無く、チャネルの選択が悪かった場合には特にそうである。

【0018】

【問題を解決するための手段】本発明の一般的目的は、直交周波数分割多重化通信システムにおいて使用する改良型通信受信器を提供することである。本発明の別の目的は、OFDM通信受信器における最適タイミング同期を提供することである。本発明の更に別の目的は、OFDM通信受信器における高速アンテナ選択法を提供することである。本発明の更なる目的は、上記目的の1つ又はそれ以上を達成するために使用することができる装置及び方法を提供することである。

【0019】本発明の他の目的、利点、及び、新規な形態は、以下の詳細な説明を含む本開示のほか本発明の実践から、当業者には明らかとなるであろう。本発明は、好ましい実施形態に関連して以下に説明されるが、本発

明がそれに限定されないことを理解されたい。本明細書の教えるところにアクセスを有する当業者は、他の分野において追加の適用例、修正例、及び、実施形態を理解するであろうが、それらは、本明細書において開示され請求されるように本発明の範囲内にあり、それらに関し本発明が十分に有用であり得ると考えられる。

【0020】簡明に、また、一般的に言えば、本発明は、継続時間の短い符号及び長い符号を備えるプリアンブルを有する直交周波数分割多重化（OFDM）受信信号に受信器を同期させる方法に関するものであり、前記方法は、受信OFDM信号を高速フーリエ変換によって周波数領域成分に変換する段階と、周波数領域成分をタイミング成分に処理する段階と、タイミング成分からタイミング情報を導き出す段階と、受信器を同期させるためにタイミング情報を受信OFDM信号に適用する段階とを含み、前記段階の全てが短い符号うちの1つの間に実行される。

【0021】本発明の別の形態は、継続時間の短い符号及び長い符号を備えるプリアンブルを有する直交周波数分割多重化（OFDM）信号を受信する二重アンテナ受信器のアンテナを選択する方法に具体化されており、前記方法は、第1のアンテナによって受信されるOFDM信号を高速フーリエ変換によって周波数領域成分に変換する段階と、周波数領域成分をタイミング成分に処理する段階と、タイミング成分からタイミング情報を導き出す段階と、受信器を同期させるためにタイミング情報を受信OFDM信号に適用する段階と、短い符号のうちの1つの間に同期された受信器の第1アンテナにより受信したOFDM信号の信号対雑音比（SNR）を分析する段階と、別の短い符号の間に第2のアンテナに対して上記の段階を反復する段階と、別の短い符号の間により高いSNRを有するアンテナを選択する段階とを含む。

【0022】本発明の更に別の形態は、継続時間の短い符号及び長い符号を備えるプリアンブルを有する受信直交周波数分割多重化（OFDM）信号に受信器を同期させる装置にあり、前記装置は、受信OFDM信号を周波数領域成分に変換するフーリエ変換（FT）回路と、周波数領域成分をタイミング成分に処理するために、FT回路に接続されたコンステレーション処理（CP）回路と、タイミング成分からタイミング情報を導き出し、短い符号のうちの1つの間に受信器を同期させるためにタイミング情報を受信OFDM信号に適用する演算可能で、CP回路に接続されたタイミング同期回路とを含む。本発明の新規な形態及び特性は、添付請求項に列挙されている。しかし、本発明それ自体のほか、本発明の他の形態及び利点は、添付図面と共に読まれる時、特定の実施形態の詳細な記述を参照することにより最も良く理解されるであろう。

【0023】

50 【発明の実施の形態】定義

次の用語は、本明細書で使用するように、以下の意味を有する。「チャネル伝送速度」は、例えば、単一のテレビジョン伝送、ファイル転送、データベース・トランザクションなどの特定のストリーム及びチャネルなどのビット伝送速度である。「リンク伝送速度」は、ネットワーク装置（ホスト機、ルータ、スイッチ）が個々のリンク（1対のワイヤ、同軸ケーブル、光ファイバ）上で維持することができる、又は、維持しなければならないビット伝送速度である。この伝送速度は、チャネル伝送速度の上限である。それはまた、インターフェース・ハードウェアと、ネットワークプロトコル・ハードウェア及びソフトウェアとのコストに大きな影響を及ぼす。「集合体伝送速度」は、同時に伝送し得る最大数のリンクに対するリンク伝送速度の合計として表される最大合計ネットワーク容量である。バス又はリングとして、又は、單一周波数無線放送を使用して実装されたネットワークに対しては、リンク伝送速度は、集合体伝送速度と同じである。逆に、従来の電話交換システムは、いかなるリンクの伝送速度よりも遙かに高速の集合体伝送速度をもたらす。

【0024】ここで、図を参照すると、図1は、本発明の1つの実施形態によるデータ通信ネットワークを示す。第1のローカルエリアネットワーク（LAN）100は、有線通信リンク11によって多数の静止アクセスポイント又は基地局12及び13に接続されるホストコンピュータ又はプロセッサ10を含めて示されている。他の基地局14は、基地局12及び13、又は、RFリンクを経由して、ホストコンピュータ10と結合することができる。基地局12、13、及び、14の各局は、RFリンクによって多数の遠隔移動機15に結合される。1つの実施形態において、遠隔移動機15は、本出願の出願人に譲渡され本明細書において参考文献として援用されている、米国特許第5、029、183号、1997年2月3日出願の米国特許出願シリアル番号第08/794、782号、及び、1998年1月16日出願の米国特許出願シリアル番号第09/008、710号において説明されているような、手持式バッテリ作動データ端末又は音声通信用送受器である。

【0025】本発明の形態を有するシステムにおいては、他の様々な種類の遠隔端末を有利に使用し得る。これらの遠隔端末には、一般に、端末が検出、伝送、及び／又は、受信した情報をユーザに示す表示器（又は、プリンタ）のほか、磁性カード読取機などのデータ入力装置が含まれるであろう。例示的実施例として使用されるこの実施形態においては、1から最大64の基地局（図1には、3つの基地局が示されている）、及び、最大数百の遠隔機があつてもよい。言うまでもなく、ネットワークは、以下に明らかにされるように、単にデジタルシステムのアドレスフィールドなどのサイズを変えるだけで拡張してもよいが、限定要素は、RFトライフィック、

及び、それに付随する空きチャネルを待つ際の遅延である。

【0026】第1のLAN100は、ブリッジ50及び60などのようなコントローラ、又は、ルータ55、65、75、85、95、及び、45などを経由して、追加のLAN200、300、及び、400などと結合されても良い。図1に見られるようなこの通信ネットワークは、通常、生産施設、オフィス共同ビル、倉庫、小売商店、同様の商業施設、又は、これらの施設の組み合わせにおいて使用されると思われるが、この場合、データ収集端末は、貯蔵室又は集荷／出荷施設の支払い（POS）カウンタにおいて在庫管理のため、似たような書式やインボイスの読み取りのため、ゲートや他の検問所、又は、時間記録時計設置点における対個人セキュリティチェックのため、製造又は処理流れ制御のため、及び、他の多くの同様な用途のために使用されるであろう。

【0027】移動機15は、有利なように、手持式、レーザ走査バーコード読取機データ端末、又は、CCD又はワンダ・タイプのバーコード読取機であつてもよく、20手持式よりはむしろ携帯式又は固定式であつてもよい。移動機15はまた、音声通信送受機、ポケットベル（登録商標）、静止画像カメラ又はビデオカメラ、又は、以上のいかなる組み合わせもあり得る。他の種類のデータ収集装置が端末として利用されてもよく、温度、圧力、又は、他の環境測定装置、イベント計数器、音声作動装置、及び、侵入検知器などの本発明の形態を使用する。

【0028】より詳細には、図1は、ネットワークを経由して接続されたクライアント又はサーバを有する分散コンピュータ環境又は物理層を示しているが、追加のクライアント及びサーバのほか、他の種類のノードが、同様にネットワークリンクに沿って分散されていてもよい。本明細書において使用されるように、「クライアント」という用語は、ある種類のユーザを一般的に指すものとする。「サーバ」という用語は、記憶ディスク又はプリンタなどのネットワーク・リソースの共同利用を管理及び調整する関するいかなる装置をも含む。

【0029】次のOSI層、すなわち、データリンク層は、物理層でのノード間の通信を可能にするデータストリームの伝送に関し、一般に媒体アクセスと呼ばれる。40情報ビットは、通常、フレーム又はエンベロープとして知られる論理単位に配置される。これらのエンベロープは、物理的なノードが相互通信するために使用するプロトコルを形成する。IEEE規格802.3で規定されるイーサネット（登録商標）、IEEE規格802.5で規定されるトーケンリング、及び、ファイバ分散型データインターフェース（FDDI）は、ネットワーキングシステムで使用される一般的なフレーム／物理的プロトコルの例である。通常、エンベロープは、ヘッダ、トレーラ、及び、データセグメントを含む各セグメントに分割される。ヘッダは、いかなる与えられたノードも通信

を別の特定されたノード番号に向けることが可能になる、行き先ノードの物理的アドレスなどの情報を含む。トレーラは、通常、正確なデータ伝送を確実にするために、ある種のパリティ、又は、他のデータ完全性チェックを準備する。最後に、データセグメントは、高位のOSI層から下に渡されて埋め込まれた情報を含む。ネットワーク層は、データリンク層の上に構築され、物理的ノード間への情報パケットの経路指定に関係している。

【0030】図2は、従来技術で既知の通常のOFDM送受信器を示している。送信器経路において、バイナリ入力データは、最初に畳込み符号器101を使用して符号化される。符号化速度は、16ビットの横軸振幅変調(QAM)で1/2又は24メガビット毎秒であるか、又は、16QAMで3/4又は36メガビット毎秒である。また、符号化速度は、64QAMでは2/3又は48メガビット毎秒であるか、又は、64QAMでは3/4又は54メガビット毎秒である。

【0031】符号化出力データは、時間及び周波数ダイバーシチの便宜を得るためにインターリーバ102で交互配置される。交互配置後、バイナリデータは、マッパー103でQAM符号上に写像される。これらのQAM符号は、次に、副搬送波の数に等しいブロック長で、変換器104で直列から並列に変換される。上記の通り、OFDM符号は、48個のデータ副搬送波及び4個のキャリアパイロット副搬送波を有している。各データブロックに対して、出力スペクトルが十分に低い帯域外放射を有するように副搬送波の数よりも大きいサイズで逆高速フーリエ変換(IFTT)105が計算される。IFTT出力は、変換器106で並列から直列に変換され、その後、最終OFDM符号は、周期的拡張及びウインド機能を付加することによって回路107において形成される。周期的拡張は、符号間干渉を許容可能レベルまで低減するために、期待遅延散布度の少なくとも2倍でなければならない。デジタルデータは、次に、DA変換器(DAC)108に通され、次に、RF送信器109に通される。

【0032】受信器経路において、信号は、RF受信器110によって受信され、AD変換器(ADC)111によってデジタルデータに変換される。回路112において、時間及び周波数の同期が実行されてOFDM信号を回復し、次に、回路113で周期的拡張が除去される。変換器114において、副搬送波の数に等しいブロック長により直列から並列への変換が行われる。各データブロックに対して、高速フーリエ変換(FFT)は、計算器115で計算される。FFT出力は、変換器116で並列から直列へ変換され、その後、QAM符号は、デマッパー117で逆写像される。逆インターリーバ118で交互配置処理が逆向きに行われ、QAM符号は、復号器119でバイナリ出力データに復号される。

【0033】図3Aは、IEEE802.11システム

におけるフレームのパケット構造を示している。PPDUフレームは、図に示すように、PLCPプリアンブルと、信号及びデータフィールドとから成る。受信器は、プリアンブルを使用して到来OFDM信号を獲得し、受信器の復調器を同期させる。PLCDヘッダは、送出OFDMのPHYからのPSDUについての情報を含している。PLCPプリアンブル及び信号フィールドは、常に6メガビット毎秒で伝送され、R=1/2の畳込み符号化速度Rを使用して二相変位変調(BPSK)-OFDMで変調される。

【0034】到来信号を獲得して受信器を調整及び同期させるために、PLCPプリアンブルフィールドが使用される。PLCPプリアンブルは図5Aで示され、上記で定めた10個の短符号(1から10)、上記で定めた中間符号(1/2)、及び、上記で定めた2個の長符号(1、2)を含む。繰り返せば、各短符号の継続時間が0.8マイクロ秒の場合、中間符号の継続時間は、1.6マイクロ秒であり、各長符号の継続時間は、3.2マイクロ秒である。従来技術によれば、短符号は、受信器の自動利得制御(AGC)を調整して搬送波周波数及びチャネルの大体の推定値を得るために使用される。長符号は、周波数及びチャネルの推定値を微調整するのに使用される。12個の副搬送波が短符号用に使用され、52個の副搬送波が長符号用に使用される。OFDM受信器の調整は、通常、いくつかの短符号に亘って達成され、一般に2つの短符号の継続時間よりも少なくはない。PLCPプリアンブルは、6メガビット毎秒でBPSK-OFDM変調される。

【0035】信号フィールドは、24ビットフィールドであり、PSDUの速度及び長さについての情報を含む。信号フィールドは、畳込み符号化速度1/2でBPSK-OFDM変調されている。このフィールドでは、4ビット(R1からR4)が速度を符号化するのに使用され、12ビットが長さを定めるためであり、1つが予備ビットすなわちパリティビット、及び、6つが「0」テールビットである。IEEE802.11a準拠システムに対して必要なデータ転送速度は、6メガビット毎秒、12メガビット毎秒、及び、24メガビット毎秒である。長さフィールドは、PSDUのオクテットの数を示す、何も割り当てられていない12ビットの整数である。

【0036】データフィールドは、16ビットのサービスフィールド、PSDU、6テールビット、及び、パッドビットを含む。0を含む合計6つのテールビットがPPDUに添付され、畳込み符号器が0状態に戻されるのを確実にする。データフィールドのビット数、テールビットの数、OFDM符号の数、及び、パッドビットの数の判断は、IEEE802.11a規格で規定される。パケットのデータ部分は、信号フィールドで示されたデータ速度で伝送される。

【0037】データフィールドにおいてOFDM信号により伝送される全てのビットは、フレーム同期・127ビット・シーケンス発生器を使用して暗号化される。暗号化を使用して、サービス、PSDU、パッドビット、及び、バイナリの1又は0の長いストリップを包含し得るデータパターンを無作為化する。テールビットは、暗号化されない。OFDM-PHYに対する暗号化多項式は、 $S(x) = x^{-7} + x^{-4} + 1$ である。暗号化装置の初期状態は不規則に選択される。PPDUフレームの暗号化の前に、サービスフィールドの最も重要性のない7つのビットが、受信器の暗号化装置の初期状態を評価するためにリセットして0にされる。

【0038】サービス、PSDU、テール、及び、パッドフィールドに包含される全ての情報は、目標とするデータ転送速度に対応して、 $R = 1/2, 2/3$ 、又は、 $3/4$ の畳込み符号化速度を使用して符号化される。畳込み符号化は、以下の多項式を使用して生み出される。すなわち、速度 $R = 1/2$ の $g_0 = 1338$ 、及び、 $g_1 = 1718$ である。より高速のデータ速度に対しては、パンクチャ・コードが使用される。復号化には、ビタビ・アルゴリズムなどの業界標準アルゴリズムが推奨される。

【0039】図3Bは、OFDM符号の構造を示している。ここで、TはFFT継続時間であり、 T_6 はガード時間である。各OFDM符号は、帯域外放射を低減するために、高くした余弦ウィンドによりウィンドを通される。ガード時間及び周期的接頭語の目的は、符号間干渉（ISI）及び搬送波間干渉（ICI）の双方を防ぐことである。これを示すために、3つの副搬送波が更に詳細に図3Cに示されている。OFDM受信器は、FFTを計算するのにこの信号のほんの一部を使用する。FFT間隔において、どの副搬送波も正確に整数のサイクルを有しており、それが直交性を確実にする。

【0040】マルチパス成分の各々に対して、マルチパス遅延がガード時間を越えない限り、FFT間隔内に整数のサイクルが存在することになる。従って、符号間又は副搬送波間に干渉は起こらない。ガード時間と周期的接頭語とのおかげで、広帯域マルチパスフェージングは、ISI又はICIのない狭帯域フェージング副搬送波のセットとしてOFDMで生じる。狭帯域フェージングの効果は、受信副搬送波が異なる振幅を有しており、あるものは深いフェージングの中にはほとんど消え得ることである。そのような深いフェージングに対して鈍感になるために、前方誤差補正符号化が使用される。副搬送波全体に亘る適切な符号化及び交互配置により、OFDMのリンク性能は、深いフェージングにおける最悪ケースの最小電力ではなく、むしろ平均受信電力に左右される。

【0041】図4を参照すると、本発明による装置は、図2で示された従来技術のOFDM送受信器におけるブ

ロック112で実行されたタイミング同期を改善することを目指している。以下に説明するように、本発明は、受信OFDM信号のプリアンブルの1つの短符号の進行の間にタイミング同期を達成し、従って、例えばアンテナ選択などの機能をプリアンブルが通過してしまう前に確実に実行することを可能にする。

【0042】到来OFDM信号は、4000万サンプル毎秒(MSPS)の頻度 F_a でサンプリングするA/D変換器(A/D)201に入力される。サンプリングされた信号は、反復フィードバックを利得制御のためにRF回路に供給する自動利得制御器(AGC)202に通され、また、実際の中間A/D周波数サンプルをベースバンド及び他の周波数成分を有するI/Q信号に非干渉的に変換するI/Qシーケンサ202'にも通される。I/Q信号は、有害な周波数を除去してベースバンドI/Qチャネルが20メガヘルツの速度にある連続ベースバンド出力信号を形成するために、ローパスフィルタ(LPF)203及び204に通される。40MSPSのサンプリング速度でフィルタリングすることにより、インパルス応答が短くなる。デシメータ(D)205は、サンプルを1つおきに取り除いてサンプリング速度を半分の20MSPSに低減する。バッファ回路206は、OFDM受信信号のプリアンブルの短、中、及び、長符号を保持する。

【0043】バッファ出力は、AGC回路207の利得が通される第1の乗算器208に通される。第1の乗算器208の出力は、周波数同期装置210の出力が通される第2の乗算器209に通される。第2の乗算器209の出力は、40メガヘルツのバースト処理速度における16又は64複素点処理で到来信号に高速フーリエ変換を実行する高速フーリエ変換(FFT)回路211に通される。FFT回路211の出力は、アナログ加算器213の出力が通される第3の乗算器212に通される。第3の乗算器212の出力は、短符号及び長符号の副搬送波のうちの12/52の論理処理を実行するように演算可能なコンステレーション処理回路214に通される。コンステレーション処理回路214のある出力は、短符号及び長符号の弁別器(DSL)215に通され、弁別器の出力は、短符号と長符号との間で切り替えるためにFFT回路211にフィードバックされる。

【0044】コンステレーション処理回路214の別の出力は、短符号と長符号とのOFDM境界を獲得してアナログ加算器213への出力として分数ビンタイミングパルスを準備する、本発明によるタイミング同期装置回路216へ通され、また、回路214の別の出力は、周波数同期装置210の入力に供給される。コンステレーション処理回路214の更に別の出力は、アンテナ選択回路218への第1の出力、乗算器208を通してFFT回路211へ反復フィードバックをもたらすAGC回路207への第2の出力、及び、使用中のチャネルを見

てアナログ加算器213に適用するビンの重みを割り当てるように演算可能なチャネル評価回路219への第3の出力を有する誤差補償回路217に通される。本発明のタイミング同期装置216は、FFT回路211に達する前にタイミングを調整するバッファ回路206に結合された別の出力を有している。これは、整数サンプルタイミング補正である。最後のタイミング調整は、FFT回路211の後で第3の乗算器212においてもたらされる。これは、分数サンプルタイミング補正である。

【0045】 $i = 0, \dots, N-1$ である信号 $x(i)$ の以下の変換は、信号 $x(i)$ の N 個の離散サンプルを取り出して N 個のサンプル $X(k)$ を導き、離散フーリエ変換 (DFT) と呼ばれる。

【0046】

$$X(k) = \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \exp(-jik 2\pi / N)$$

【0047】ここで、 $k = 0, \dots, N-1$ である。*

$$(I+1j \bullet Q) = \frac{1}{10} \left[\sum_{f=1}^{f=5} smask(f) \bullet smask(f+1) \bullet FFT16_f \bullet \overline{FFT16_{f+1}} \dots \right. \\ \left. + \sum_{f=10}^{f=14} smask(f) \bullet smask(f+1) \bullet FFT16_f \bullet \overline{FFT16_{f+1}} \right]$$

【0050】ここで、 $smask(f)$ は、全ての点を同じ象限に写像するための符号情報を与える短符号のビットのマスキング関数であり、また、各点の対 $(f, f+1)$ の各々は等間隔である。それぞれの対における1点に対する1つのFFTと他の点に対する共役FFTとの積の対を成す組合せの各々は、ビンであり、点1から点5まで、及び、点10から点14までについて合計される。点6から点9までは雑音を表しており、合計されない。

【0051】平均微分角の逆正接が計算され、次に、タイミング推定値を得るために、この場合は係数 $16/360$ を乗算することによってスケーリングされる。整数部分は、サンプル全体のオフセットつまり大体のタイミングを表し、一方、分数部分は微小調整を表す。より詳細には、少なくとも2つの短符号の少なくとも継続時間を使用してタイミング同期情報を得た従来技術とは対照的に、本発明は、1つの短符号をFFT回路211のフーリエ変換処理にかけることにより、及び、位相誤差を判断するためにサンプル点と基準点との間の時間遅延又は散布度を計算することにより、1つの短符号の継続時間のみを使用することを提案する。

【0052】ここで、図5Bを参照すると、図5Aに示すOFDM信号のブリアンブルを受信する間の処理の流れが概略的に示されている。第1の短符号の間、図4のAGC202によって自動利得制御が実行される。第2の短符号の間、バッファ回路206によって緩衝手法が

*ヘテロダイイン原理とは、信号 $x(k+m)$ の時間シフトが、以下で表される変換の複素指数関数乗算と同等であるということである。

$$x(k+m) = e^{j\pi(-2\pi/N)k} X(k)$$

ここで、 $X(k)$ は $x(n)$ のDFTであり、また、 $X(k+m) = e^{-j\pi(2\pi/N)n} X(n)$ である。

【0048】従って、時間遅延は、複素指数関数を乗算する時、FFT回路211の出力で得られる。また、OFDMブリアンブルの短符号によって表される時間遅延10信号を使用して、時間遅延を共通位相回転として推定することができる。この時間推定は、整数サンプルタイミング補正、及び、分数サンプルタイミング補正の両方を表す。すなわち、周波数又はタイミングを予め知らなくても、信号サンプルは、バッファに入れられ、例えば16点FFTに通される。平均微分角は、次式によって計算される。

【0049】

実行される。第3の短符号の間、フーリエ変換回路211、コンステレーション処理回路214、及び、同期回路210及び216は、それぞれの機能を実行する。これは、選択回路218によりアンテナが選択されるのに十分な時間である。残りの短符号は、前記の機能のいずれかを反復するか、又は、新規な機能を実行する安全マージンを表している。

【0053】本発明によれば、受信器は、2つのアンテナA及びBを有し、それらの中から選択することが必要である。従って、図5Bに示すように、第2のアンテナBは、短符号3の間の部分的な重なりを有する短符号3、4、及び、5の間に処理することができる。アンテナA及びBの間の選択は、短符号6の間に起こる。これによって、短符号7から10は、前記の機能のいずれかを反復するか、又は、新機能の実行する安全マージンとして残される。繰り返して言えば、これは、タイミング同期を達成するのに、1つの短符号の継続時間しか必要としないので成し遂げられるのである。

【0054】完璧を期して言えば、図5Bは、短符号と長符号との間の弁別が中間符号の間にDSL回路215によって実行されることを示している。タイミング、周波数、及び、チャネルの推定値は、2つの長符号を使用して精密にされる。本発明のより速いタイミング同期は、アンテナ選択と異なる他の機能に使用することができる。例えば、回路214によってより高次のオーダー50のコンステレーション処理を実行することができるであ

ろうし、又は、アンテナがより遠くまでの範囲を獲得できるであろうし、又は、誤差補償回路217によって発生する信号対雑音比を増加させることができるであろう。上記の各要素は、又は、2つ又はそれ以上の要素が協働して、上記の種類とは異なる他の種類の構成においても有用な用途を見出しえることが理解されるであろう。

【0055】本発明は、OFDM通信受信器におけるタイミング同期に具体化されるものとして図解及び説明されたが、いかなる方法においても本発明の精神を逸脱することなく様々な修正や構造的変更が為され得るため、示された詳細に限定することは意図されていない。更なる検討をすることなく、上記の内容は、本発明の趣旨を非常に十分に明らかにすることになるので、他の人々は、現在の知識を応用することにより、従来技術の立場から見て本発明の包括的及び特定的態様の本質的特性を適切に構成する形態を省略することなく、それを様々な用途に容易に適応させることができ、従って、そのような適応は、添付請求項の意味及び同等形態の範囲内で理解される必要があり、また、そのように意図されている。新規であるとして請求され、特許証によって保護されが望まれるものは、添付請求項に列挙されている。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明を実装し得る無線ローカルエリアネット

ワークを示す図である。

【図2】従来技術で既知のOFDM送受信器のブロック図である。

【図3A】IEEE802.11a規格に従い、従来技術で既知のOFDMフレームのパケット構造を示す図である。

【図3B】従来技術で既知のガード時間及びFFT間隔を有するOFDM符号構造を示す図である。

【図3C】従来技術で既知の3つの副搬送波を有するOFDM符号構造を示す図である。

【図4】本発明による受信器の信号処理及び取得論理回路のブロック図である。

【図5A】従来技術で既知のOFDM符号構造のプリアンブルにおける符号シーケンスの表示を示す図である。

【図5B】本発明による図5Aの符号シーケンスに亘る処理流れの表示を示す図である。

【符号の説明】

10 10 ホストコンピュータ又はプロセッサ

11 11 有線通信リンク

20 12、13、14 静止アクセスポイント又は基地局

15 遠隔移動機

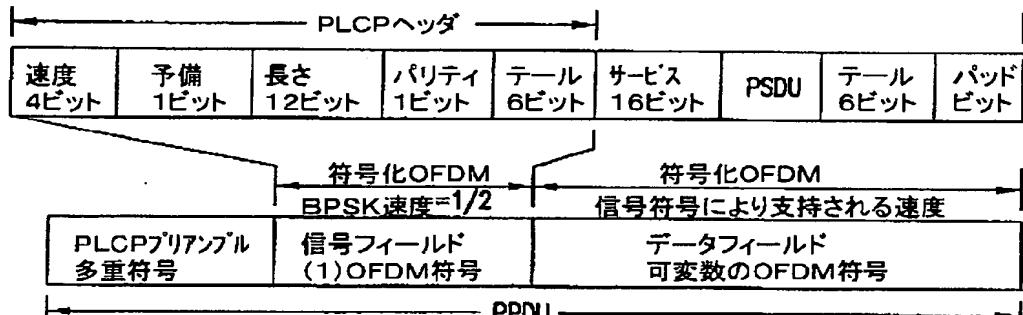
45、55、65、75、85、95 ルータ

50、60 ブリッジ

100 第1のローカルエリアネットワーク (LAN)

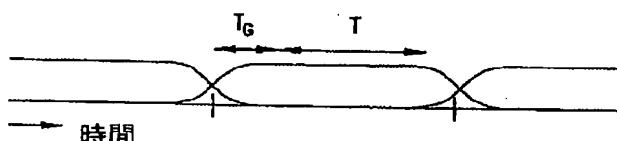
200、300、400 追加のLAN

【図3A】



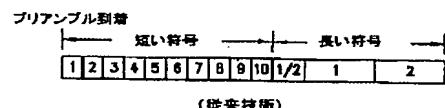
(従来技術)

【図3B】



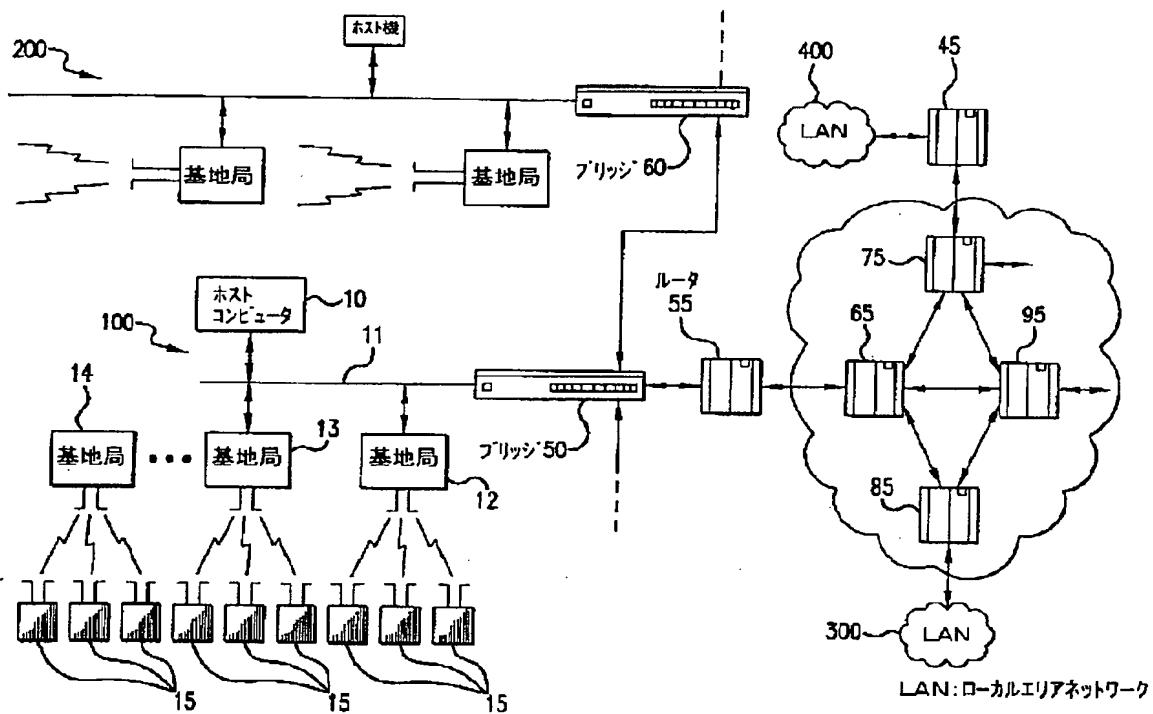
(従来技術)

【図5A】

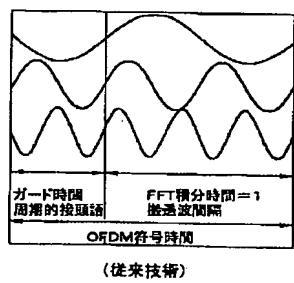


(従来技術)

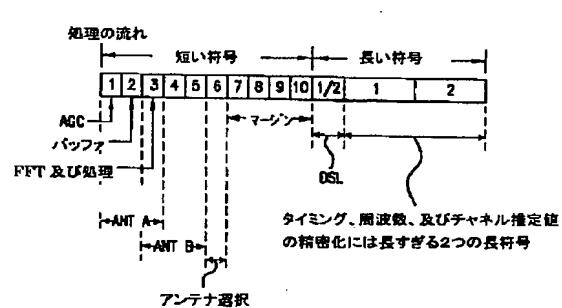
【図1】



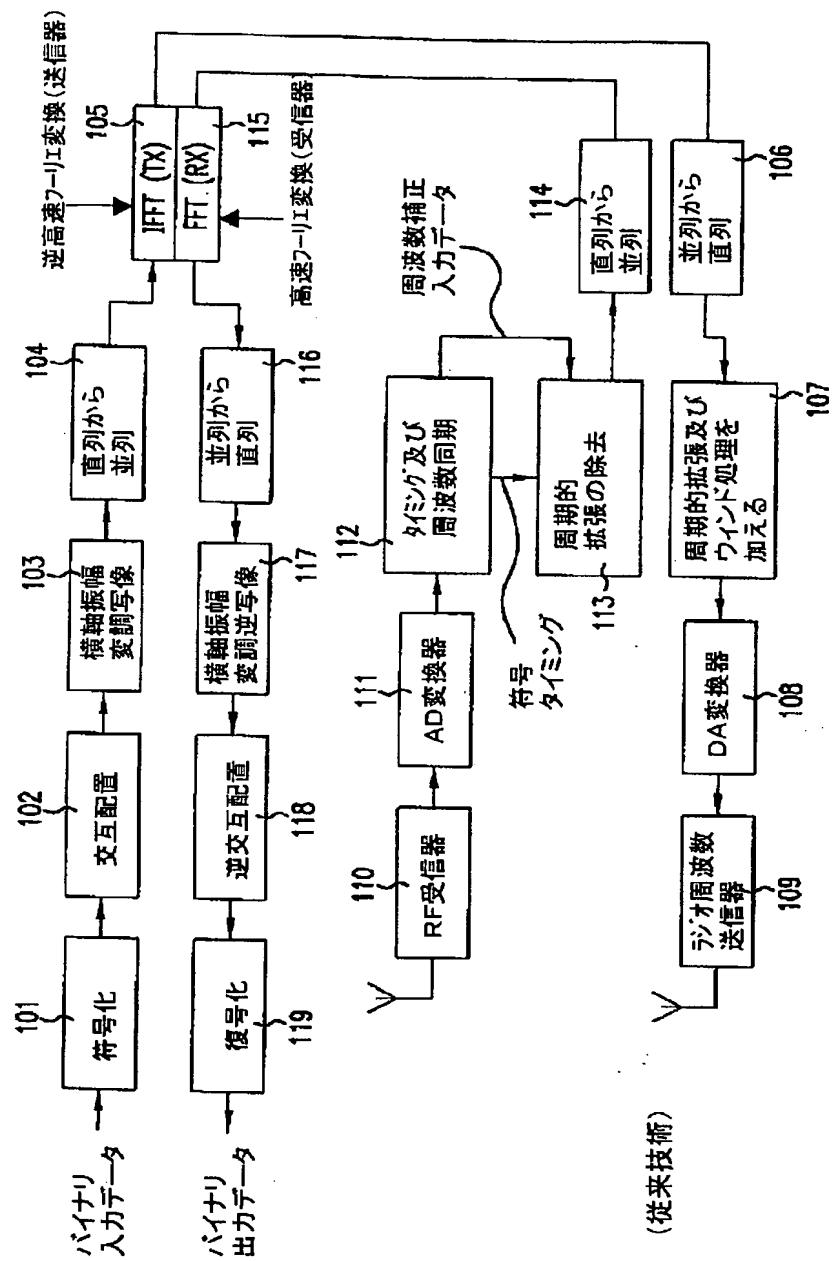
【図3 C】



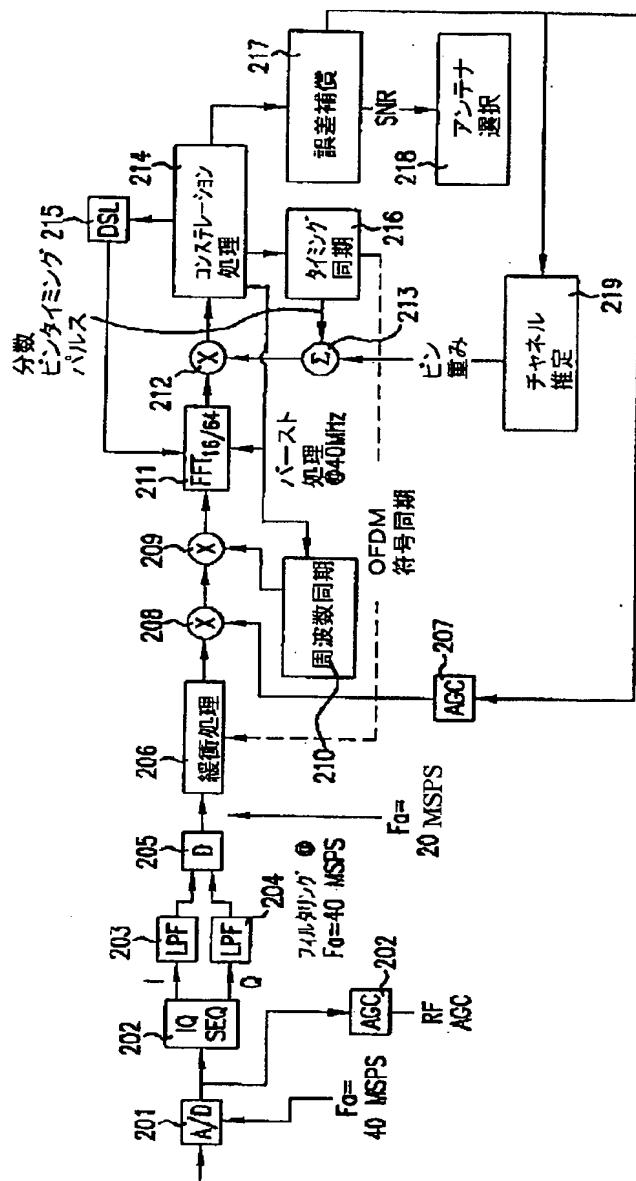
【図5 B】



【図2】



【図4】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.